

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/KR04/003065

International filing date: 25 November 2004 (25.11.2004)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: KR  
Number: 10-2003-0098216  
Filing date: 27 December 2003 (27.12.2003)

Date of receipt at the International Bureau: 02 February 2005 (02.02.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse



**This is to certify that the following application annexed hereto  
is a true copy from the records of the Korean Intellectual  
Property Office.**

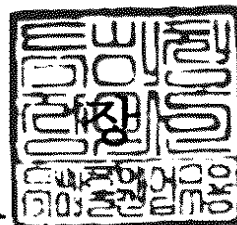
출 원 번 호 : 특허출원 2003년 제 0098216 호  
Application Number 10-2003-0098216

출 원 년 월 일 : 2003년 12월 27일  
Date of Application DEC 27, 2003

출 원 인 : 한국전자통신연구원  
Applicant(s) Electronics and Telecommunications Research Institute

2004 년 12 월 13 일

특 허 청  
COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0002
【제출일자】	2003.12.27
【발명의 명칭】	고유빔 형성 기술이 적용된 M I M O - O F D M 시스템
【발명의 영문명칭】	A MIMO-OFDM SYSTEM USING EIGENBEAMFORMING TECHNOLOGY
【출원인】	
【명칭】	한국전자통신연구원
【출원인코드】	3-1998-007763-8
【대리인】	
【명칭】	유미특허법인
【대리인코드】	9-2001-100003-6
【지정된변리사】	이원일
【포괄위임등록번호】	2001-038431-4
【발명자】	
【성명의 국문표기】	최인경
【성명의 영문표기】	CHOI, IN KYEONG
【주민등록번호】	600221-2674513
【우편번호】	302-771
【주소】	대전광역시 서구 둔산동 목련아파트 304동 1102호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김성락
【성명의 영문표기】	KIM, SEONG RAG
【주민등록번호】	590107-1683815
【우편번호】	305-761
【주소】	대전광역시 유성구 전민동 엑스포아파트 204동 601호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	권동승
【성명의 영문표기】	KWON, DONG SEUNG

【주민등록번호】	620403-1057615		
【우편번호】	305-761		
【주소】	대전광역시 유성구 전민동 엑스포아파트 204동 1304호		
【국적】	KR		
【발명자】			
【성명의 국문표기】	최진호		
【성명의 영문표기】	CHOI, JIN HO		
【주소】	호주 엔에스더블유 2117 홀랜드 플레이스 던더스 26		
【국적】	AU		
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인 유미특 허법인 (인)		
【수수료】			
【기본출원료】	20	면	29,000 원
【가산출원료】	5	면	5,000 원
【우선권주장료】	0	건	0 원
【심사청구료】	0	항	0 원
【합계】	34,000 원		
【감면사유】	정부출연연구기관		
【감면후 수수료】	17,000 원		
【기술이전】			
【기술양도】	희망		
【실시권 허여】	희망		
【기술지도】	희망		
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통		

## 【요약서】

### 【요약】

본 발명은 하향 링크 고유빔형성 기술을 적용한 MIMO-OFDM 시스템에 관한 것이다.

고유빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용하는 경우, OFDM의 각 부반송파마다 서로 다른 주파수 선택적 페이딩을 겪게 되므로 각 부반송파는 서로 다른 빔형성 벡터를 사용해야 하며, 서로 다른 빔형성 벡터를 사용하기 위한 피드백량도 증가하게 된다.

본 발명은 공간 공분산 행렬이 모든 부반송파에 동일하다는 사실을 밝혀냄으로써, 고유벡터의 피드백량을 줄이고 고유빔형성 기술이 OFDM 시스템에서도 상당히 효과적인 기술임을 제시한다. 본 발명의 고유모드 생성기는 피드백 장치를 통해 장기 피드백된  $N_f$  개의 고유빔형성 벡터와, 단기 피드백된 각 부반송파별 최고의 고유빔형성 벡터 정보에 기초하여 각 부반송파별로 고유빔을 생성한다.

### 【대표도】

도 1

### 【색인어】

MIMO, 고유빔형성, OFDM, 장기 피드백, 단기 피드백

## 【명세서】

### 【발명의 명칭】

고유빔 형성 기술이 적용된 MIMO-OFDM 시스템 {A MIMO-OFDM SYSTEM USING EIGENBEAMFORMING TECHNOLOGY}

### 【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명의 제1 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 나타내는 도면이다.

도 2는 본 발명의 제2 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 나타내는 도면이다.

### 【발명의 상세한 설명】

### 【발명의 목적】

### 【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<3> 본 발명은 MIMO(Multiple Input Multiple Output)-OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에 관한 것으로서, 특히 하향 링크 고유빔형성(Eigenbeamforming)을 적용한 MIMO-OFDM 시스템에 관한 것이다.

<4> 빔형성(beamforming) 기술은 공간적 멀티플렉싱 이득을 얻거나 성능 향상을 위해 사용되는데, MIMO 시스템에서도 공간 영역을 이용하기 위하여 하향 채널에 빔형성(beamforming) 기술을 적용할 수 있다. 일반적으로 폐루프(closed-loop) 하향 링크 빔형성 기술을 적용하기 위해서는 기지국이 하향 링크의 순시채널을 미리 알고 있어야 하는데, FDD(Frequency Division Duplexing) 모드에서는 상하향 채널의 주파수 대역이 다르므로 이동 단말이 순시 채널정보를 기지국에 피드백해 주어야만 한다.

이 때 피드백 정보량이 많으면 페루프 빔형성 기술의 장애가 되므로 피드백 정보량을 줄일 수 있는 방안을 모색해야 한다.

<5>        블라인드(blind) 빔형성 기술은 상하향 링크의 전파환경의 구조가 서로 유사하므로 채널의 공간적 통계 특성도 유사하다는 가정 하에 상향 채널을 측정하여 적응적으로 하향 링크 빔형성을 하는 기술이다. 이 기술은 채널의 상호성(reciprocity)을 이용하기 때문에 피드백 정보가 필요하지 않다는 장점이 있지만, 빔형성 벡터가 순시 채널변이(instantaneous channel variation)를 따르지 않으므로 다이버시티 이득을 상실한다는 단점이 있다. 공간 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 하향 링크의 순시 채널정보를 반드시 피드백해야 하는데, 송신 안테나 수가 증가할수록 피드백 정보량이 더 늘어나고 또 채널의 변이를 추적하기 위해 피드백 율(feedback rate)도 높아지므로 송신 안테나 수가 많거나 이동체의 이동속도가 높은 경우 빔형성 기술을 적용하기에 상당한 어려움이 있다. 이러한 문제를 완화하기 위해 다음과 같은 여러 가지 기술들이 제안되고 있다.

<6>        3GPP(The 3rd Generation Partnership Project)에서 제안한 교유빔 형성 기술은 피드백 정보량은 많지만 장기 피드백(long-term feedback)이 가능한 채널의 공간 상관성과 순시 채널 변이에 따라 단기 피드백(short-term feedback)이 필요하지만 아주 적은 피드백 정보량이 요구되는 선택 다이버시티(selection diversity)를 이용하는 기술이다. 다시 말하면, 상기 교유빔 형성기술에 따르면, 이동 단말이 잦은 업데이트가 필요하지 않은 채널의 공간 공분산 행렬(spatial covariance

matrix)을 이용하여 우세한 고유모드 (dominant eigenmodes)를 구하여 피드백시키고, 순시 채널 변이를 이용하여 우세한 고유모드 중 제일 강한 고유모드 (the strongest eigenmode)를 상향 링크를 통해 알려주면, 기지국이 제일 강한 고유모드를 선택하여 신호를 송신하기 때문에 신호대잡음비 이득뿐만 아니라 선택 다이버시티 이득도 얻을 수 있다.

<7> 일반적으로 도심의 기지국 안테나 어레이는 빌딩의 옥상과 같은 높은 곳에 위치하므로 주위에 지역적 산란들 (local scatters)이 없다. 그러므로, 하향 링크 채널은 공간 상관성 (spatial correlation)이 높고 몇 개의 우세한 고유모드 (dominant eigenmodes)를 갖는다. 이 때의 고유모드는 기지국과 이동체간의 독립된 경로라고 할 수 있다. 이러한 환경에서 고유빔형성 기술이 효과적으로 작용할 수 있다.

<8> 그러나, 고유빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용하는 경우, OFDM의 각 부반송파마다 서로 다른 주파수 선택적 페이딩을 겪게 되므로 각 부반송파마다 서로 다른 빔형성 벡터를 가지게 되어 모든 부반송파가 자기의 빔형성 벡터들을 피드백해야 한다. 이 경우 피드백 정보량이 단일 부반송파의 경우보다 상당히 많아지므로 시스템에 심각한 부담을 주는 문제점이 있다.

#### 【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<9> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 상기한 문제점들을 해결하기 위한 것으로서, 본 발명은 OFDM 시스템에 고유빔 형성을 위한 피드백 정보량을 감소시키기 위한 것이다.



【발명의 구성 및 작용】

- <10>       상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 하나의 특징에 따른 MIMO-OFDM 시스템은
- <11>       L 개의 송신안테나를 갖는 송신부와, M 개의 수신안테나를 갖는 수신부의 정보를 상기 송신부로 피드백하는 상향링크 피드백장치를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템으로서,
- <12>       상기 송신부는
- <13>       부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 직렬/병렬 변환기;
- <14>       상기 직렬/병렬 변환기에 의해 출력된 K개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 신호복사기;
- <15>       상기 피드백 장치를 통해 상기 피드백된  $N_f$  개의 고유빔형성 벡터와, 상기 피드백된 각 부반송파별 최고의 고유빔형성 벡터 정보에 기초하여 각 부반송파별로 상기 신호 복사기로부터 출력된 복사 신호의 고유빔을 생성하는 고유모드 생성기; 및
- <16>       상기 고유모드 생성기에 의해 출력된 신호를 입력받아 OFDM 심볼을 생성하는 다수의 역푸리에변환기를 포함한다.
- <17>       한편, 본 발명의 다른 특징에 따른 MIMO-OFDM 시스템은
- <18>       부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 직렬/병렬 변환기;

<19>        상기 직렬/병렬 변환기에 의해 출력된 K개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 신호복사기;

<20>        상향링크 채널정보를 이용하여 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고, 상기 공간 공분산 행렬을 고유분할하여  $N_f$  개의 우세한 고유값 벡터를 구하고, 순시 채널 공분산의 고유치를 구하는 고유값계산기;

<21>        상기 고유값계산기에서 얻어진  $N_f$  개의 고유값형성 벡터를 입력받아 순시 채널 공분산이 업데이트될 때마다  $N_f$  개중 순시 채널 공분산의 고유치가 가장 큰 고유모드를 선택하는 고유모드선택기; 및

<22>        상기 고유모드 생성기에 의해 출력된 신호를 입력받아 OFDM 심볼을 생성하는 다수의 역푸리에변환기를 포함한다.

<23>        아래에서는 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다. 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였다. 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 동일한 도면 부호를 붙였다.

<24>        송신안테나 수가 L, 수신안테나 수가 M인 단일반송파 (Single carrier) MIMO 시스템에서,  $q$ 번째 심볼 구간의 수신신호 벡터 ( $\mathbf{r}(q)$ )는 다음의 수학적 식 1과 같다.

<25>        
$$\mathbf{r}(q) = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}(q) \mathbf{w} s(q) + \mathbf{n}(q)$$
  
【수학적 식 1】

<26> 여기서,  $\mathcal{V}$  는 송신신호대잡음비,  $\mathbf{r}(q) = [r_1(q) \ r_2(q) \ \cdots \ r_M(q)]^T, \mathbf{H}(q)$  (

<27>  $[\mathbf{H}(q)]_{m,l} = h_{m,l}, m=1, \cdots, M, l=1, \cdots, L)$  는 채널을 나타내며,  $\mathbf{w} (= [w_1, \cdots, w_L]^T)$  는  
가중치 벡터이고  $\|\mathbf{w}\| = 1$  이라 가정한다. 그리고, 잡음벡터  
 $\mathbf{n}(q)$  ( $\mathbf{n}(q) = [n_1, \cdots, n_M]^T$ ) 는  $E[\mathbf{n}(q)\mathbf{n}^H(q)] = \mathbf{I}$  로 공간적  
으로 백색잡음이라 가정한다.

<28> 수학식 1에 규정한 수신신호  $\mathbf{r}(q)$  의 평균 신호대잡음비를 최대로 갖는 최적의  
가중치 벡터는 채널의 공간 공분산 행렬  $\mathbf{R}_H(q)$  ( $\mathbf{R}_H(q) = E[\mathbf{H}^H(q)\mathbf{H}(q)]$ )  
의 최대 고유치 (maximum eigenvalue)에 대응되는 고유벡터 (maximum eigenvector)이  
다.

<29>  $\mathbf{R}_H(q) = \mathbf{R}_H$  ( $\mathbf{R}_H$  는 장기 공간 공분산 행렬 (long-term spatial covariance  
matrix)이라 칭함)라 하면, 장기 공간 공분산 행렬  $\mathbf{R}_H$  는 다음의 수학식 2로 구할 수  
있다.

<30> [수학식 2]  $\mathbf{R}_H = (1-\rho)\mathbf{R}_H + \rho\mathbf{R}_{st}(q)$

<31> 여기서,  $\mathbf{R}_{st}(\mathbf{R}_{st}(q) = \mathbf{H}^H(q)\mathbf{H}(q))$  는 순시 채널 공분산이며,  $\rho$  ( $0 < \rho < 1$ ) 는  
망각 인자 (forgetting factor)이다. 고유값형성 벡터를 찾기 위하여 다음과 같이  $\mathbf{R}_H$   
를 고유분할 (eigendecomposition)하면 다음의 수학식 3을 구할 수 있다.

<32> [수학식 3]  $\mathbf{R}_H = \mathbf{E}\mathbf{D}\mathbf{E}^H$

<33> 여기서,  $\mathbf{D}$ 는 대각행렬 ( $\mathbf{D} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L)$ ),  $\mathbf{E}$ 는 단위행렬 ( $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_L]$ )이고,  $\mathbf{e}_l$ 는 고유치 (eigenvalue)이며,  $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_L$ .  $\mathbf{e}_l$ 은 고유치  $\lambda_l$ 에 대응하는 고유벡터이다.

<34> 기지국이 피드백 정보에 기초하여 가장 큰 고유치에 대응하는  $N_f (< L)$ 개의 유세한 고유벡터를 찾아낸다고 가정하면, 장기 공간 공분산 행렬은 천천히 변하므로 이 고유빔 벡터를 송신하기 위한 피드백 율 (feedback rate)도 낮게 되며, 이에 따라 피드백 정보량 (amount of feedback)도 작게 된다. 이때, 고유빔 벡터는 하향 링크 빔형성을 위한 가중치 벡터로 사용되고, 직교성이 있어 이동 단말로의 독립된 채널 혹은 송신모드를 생성할 수 있으므로 고유모드 (eigenmode)라고도 부른다.

<35>  $N_f$ 개의 고유빔 벡터의 장기 피드백과 함께 빠른 페이딩 (fast fading)으로 인한 순시 채널 공분산의 고유치를 구하여  $N_f$ 개의 고유벡터 중 최고의 고유치를 갖는 고유벡터 (best eigenvector)를 선택할 수 있도록 정보를 피드백한다. 최선의 고유벡터  $\mathbf{w}(q)$ 는 순시 신호대잡음비를 최대로 하기 위한 것으로서, 다음의 수학적 식 4와 같이 최대의 단기 채널 이득을 통해 구할 수 있다.

<36>

$$\mathbf{w}(q) = \arg \max_{\mathbf{e}_n, n=1,2,\dots,N_f} \|\mathbf{H}(q)\mathbf{e}_n\|^2$$

【수학적 식 4】

<37> 여기서, 단기 피드백 율은 장기 피드백율에 비해 높지만 단순히  $N_f$ 개의 고유벡터 중에서 최선의 것을 선택하는 것이므로 정보량은  $\log_2(N_f)$ 에 불과하다.

<38> 그러나, 앞서 설명한 바와 같이, 빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용하는 경우, 각 부반송파가 주파수 선택적 페이딩 채널 상에서 서로 다른 페이딩을 경험하므로 각

부반송파는 서로 다른 빔형성 벡터를 사용할 것이다. 그러므로 서로 다른 빔형성 벡터를 사용하기 위한 피드백 양도 증가하게 된다.

<39> 본 발명의 실시예에서는 먼저 공간 공분산 행렬이 모든 부반송파에 동일하다는 사실을 밝힘으로써, 고유벡터의 피드백량을 줄이고 고유빔형성 기술이 OFDM 시스템에서도 상당히 효과적인 기술임을 보이하고자 한다.

<40> 송신안테나 수가  $L$ , 수신안테나 수가  $M$ 인 MIMO-OFDM 시스템의 하향링크에서 하나의 이동 단말을 위해  $K$ 개의 부반송파가 할당되었다고 가정한다.

<41>  $K \times 1$  OFDM 심볼을  $\mathbf{s}(t)$ 라 하고,  $L \times 1$  가중치 벡터  $\mathbf{w}_k(t)$ 를  $\mathbf{s}(t)$ 의  $k$ 번째 심볼  $s_k(t)$ 의 빔형성 벡터라 한다. 그러면 공간 및 주파수영역에서의 송신신호  $\mathbf{S}(t)$ 는 다음의 수학적 식 5와 같다.

<42> **【수학적 식 5】** 
$$\mathbf{S}(t) = [\mathbf{w}_1(t) \ \mathbf{w}_2(t) \ \cdots \ \mathbf{w}_K(t)] \mathbf{D}(t)$$

<43> 여기서,  $\mathbf{D}(t)$ 는 데이터 심볼들의 대각선행렬로서,  $\mathbf{D}(t) = \text{diag}\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)\}$  이다.

<44> 송신안테나  $l$ 과 수신안테나  $m$ 간 채널의 주파수 응답은 다음의 수학적 식 6과 같다.

<45> **【수학적 식 6】** 
$$\tilde{h}_{k,m,l} = \sum_{p=0}^{P-1} h_{p,m,l} d^{-j2\pi p k / K}$$

<46> 여기서,

$\{h_{p,m,l}\}_{p=0,1,\dots,P-1,m=1,\dots,M,l=1,\dots,L}$  은 송신안테나  $p$ 와 수신안테나  $m$ 간의 채널 임펄스 응답 (Channel Impulse Response, CIR)이며,  $P$ 는 채널 임펄스 응답의 길이 즉, 다중 경로의 수이며,  $k$ 는 부반송파의 인덱스이다. 채널 임펄스 응답이 평균 0인 임의의 시퀀스이고 다음의 수학적 7을 만족한다고 가정한다.

<47> 
$$E[\mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_{p'}] = \sigma_{h,p}^2 \mathbf{R}_{\mathbf{H}_p} \delta_{p,p'}$$
 【수학적 7】

<48> 여기서,  $[\mathbf{H}_p]_{m,l} = h_{p,m,l}$ 이며,  $\sigma_{h,p}^2$ 는 채널 임펄스 응답의 전력 지연 프로파일 (power delay profile)이고, 
$$[\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p}]_{s,t} = \frac{1}{\sigma_{h,p}^2} E[h_{p,m,s}^* h_{p,m,t}] \quad s, t = 1, 2, \dots, L$$
를 나타낸다.

<49> 수학적 7에 의해 시간영역에서의 정규화된 공간 공분산 행렬 (normalized spatial covariance matrix)  $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ 는 모든 다중경로에 동일하며 다중 경로 계수들 (multipath coefficients)이 서로 상관성이 없다고 가정할 때,  $k$ 번째 부반송파에 해당하는 MIMO 채널 행렬은 수학적 8과 같이 나타낼 수 있다.

<50> 
$$[\tilde{\mathbf{H}}_k]_{m,l} = \tilde{h}_{k,m,l}, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad l = 1, 2, \dots, L$$
 【수학적 8】

<51> 그러면, 주파수영역에서 채널  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 공간 공분산 행렬은 수학적 9로 나타낼 수 있다.

<52> 
$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}_k} = E[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k]$$
 【수학적 9】

<53> 이를 수학적 6을 이용하면, 다음의 수학적 10과 같다.

<54>

$$\begin{aligned} \left[ \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}_k} \right]_{s,t} &= \sum_{m=1}^M E \left[ \tilde{h}_{k,m,s}^* \tilde{h}_{k,m,t} \right], \quad s, t = 1, 2, \dots, L, \\ &= \sum_{m=1}^M E \left[ \left( \sum_{p=0}^{P-1} h_{p,m,s} e^{-j2\pi p k / N} \right)^* \left( \sum_{p'=0}^{P-1} h_{p',m,t} e^{-j2\pi p' k / N} \right) \right] \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{p=0}^{P-1} E \left[ h_{p,m,s}^* h_{p,m,t} \right] \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} \sigma_{h,p}^2 \left[ \mathbf{R}_{\Pi_p} \right]_{s,t} \\ &= \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}} \\ &\triangleq \left[ \sum_{p=0}^{P-1} \sigma_{h,p}^2 \mathbf{R}_{\Pi_p} \right]_{s,t} \end{aligned}$$

【수학식 10】

<55>

수학식 10은 수학식 7의 가정 하에서, 각 부반송파의 채널  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 공간 공분산 행렬  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}_k}$ 이 임의의 부반송파  $k$ 에 독립적이고 항상 동일하다는 사실을 나타낸다.

<56>

OFDM 시스템은 부반송파마다 각기 다른 주파수 선택적 페이딩을 겪게 되므로 각 부반송파마다 서로 다른 채널 특성을 갖게 되지만, 수학식 6, 7, 10에 의하면 공간 공분산 행렬은 모든 부반송파에 동일하다는 사실을 얻을 수 있다.

<57>

따라서, 고유빔형성에 필요한 공간 공분산 행렬을 모든 부반송파마다 계산할 필요없이 하나의 부반송파에서만 구함으로써 계산량을 현저히 줄일 수 있다. 또한, 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 공간 공분산 행렬을 구함으로써 평균하는 시간(averaging length)을 줄여 채널 변화에 더욱 능동적으로 대응할 수 있다. 또한 모든 부반송파가 동일한 고유벡터 집합을 공유하므로 피드백 정보량이 상당히 감소하게 되어 단일반송파 시스템의 경우와 같아지므로 OFDM 시스템에서 고유빔형성 기술을 용이하게 적용할 수 있다.

<58>

이하에서는 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명하기로 한다.

<59> 도 1은 본 발명의 제1 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 나타내는 도면으로서, FDD모드에서 본 발명의 개념과 구조를 설명하기 위한 블록도이다.

<60> 도 1을 참조하면, 본 발명의 제1 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템은 K개의 부반송파를 갖는 OFDM시스템으로서, L개의 송신안테나 (131a, 131b ... ,131L)를 갖는 송신부 (10) , M 개의 수신안테나 (231a, 231b ... ,231M)를 갖는 수신부 (20) 및 수신부 (20)의 정보를 송신부 (10)로 피드백하는 상향링크 피드백장치 (40)를 포함한다.

<61> 송신부 (10)는 직렬/병렬 변환기 (S/P변환기) (100) , 신호복사기 (Copier) (110) , 고유모드생성기 (Eigenmode generator) (120) , 역푸리에변환기 (Inverse fast Fourier Transformer) (130a, 130b, ... , 130L) 및 송신안테나 (131a, 131b,...131L)를 포함한다.

<62> 수신부 (20)는 수신안테나 (231a, 231b, ... , 231M) , 수신안테나 수 (M) 만큼의 푸리에변환기 (Fast Fourier Transformer) (230a, 230b, ... , 230M) , 고유빔 계산기 (Eigenbeam Calculator) (220) , 심볼검출기 (Detector) (210) 및 병렬/직렬 변환기 (P/S 변환기) (200)를 포함한다.

<63> 송신부 (10)의 직렬/병렬 변환기 (100)는 부반송파의 개수 (K) 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 장치이며, 신호복사기 (110)는 직렬/병렬 변환기 (100)에 의해 출력된 K개의 병렬 신호 (101a, 101b, ... ,101K)를 송신안테나 수 (L) 만큼 복사하는 장치이다. 즉, 신호복사기 (110)로부터 출력되는 복사신호 111a, 111b, ... ,111L의 l번째 신호들은 서로 같다 ( $l=1,2,\dots,L$ ).



<64>        고유모드생성기 (120) 는 수신부 (20) 의 고유빔계산기 (220) 로부터 계산되어 상향링크의 피드백장치 (40) 를 통해 장기 피드백된  $N_f$  개의 고유빔형성 벡터 (부반송파가 동일한 고유빔형성 벡터 집합을 가짐) 와, 상향링크 피드백장치 (40) 를 통해 단기 피드백된 각 부반송파별 최고의 고유빔형성 벡터의 정보에 기초하여, 각 부반송파별로 상기 신호 복사기 (110) 로부터 출력된 복사 신호 (111a, 111b, ..., 111L) 의 고유빔을 생성하는 장치이다. 다시 말하면, 고유모드생성기 (120) 는 장기 피드백된  $N_f$  개의 고유빔형성 벡터를 이용하여  $N_f$  개의 고유모드를 생성하고, 단기 피드백된 최선의 고유빔형성 벡터의 번호에 따라 이미 생성된  $N_f$  개의 고유모드 중에 가장 좋은 단 하나의 고유모드를 선택하는 역할을 하는 장치이다. 이때 최선의 고유빔형성 벡터 정보는 코히어런트 시간 (coherent time) 내에 피드백되도록 한다.  $N_f$  개의 고유모드는 고유빔형성 벡터가 피드백될 때마다 업데이트되며 그 중에서 최선의 고유빔형성 벡터를 단기적으로 선택하게 된다.

<65>        L 개의 역푸리에변환기 (130a, 130b, ..., 130L) 는 각각 K개의 신호를 입력받아 하나의 OFDM 심볼을 생성해 내는 장치이며, 이때, 상기 L개의 역푸리에변환기 (130a, 130b, ..., 130L) 에 의해 생성된 OFDM 심볼들은 모두 동일하다. 역푸리에변환기에 의해 생성된 OFDM 심볼은 대응하는 안테나 (130a, 130b, ..., 130c) 를 통해 전송된다.

<66>        수신부 (20) 의 푸리에변환기 (230a, 230b, ..., 230M) 는 M 개의 수신안테나를 통해 수신된 신호를 각각 입력받아 푸리에 변환을 수행하여 K개의 신호 (221a, 221b, ..., 221M) 를 출력하게 된다. 고유빔계산기 (220) 는 푸리에변환기 (230a, 230b, ..., 230M) 로부터 출력된 상기 신호에 대하여 채널추정을 하여 수학적식 2에 의해 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고, 수학적식 3을 이용해  $N_f$  개의 우세한 (dominant) 고유 벡

터를 구하는 장치이다. 이 때, 공간 공분산 행렬은 수학식 10에 의해 하나의 부반송파에서만 구하거나, 혹은 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 구할 수 있다. 그리고, 순시 채널 공분산은 부반송파별로 구한다. 고유값 계산기 (220)는  $N_f$  개의 고유값형성 벡터중에서 순시 채널 공분산의 최고의 고유치를 갖는 벡터의 번호를 상향링크 피드백 장치 (40)로 보낸다.

<67> 심볼검출기 (210)는 고유값계산기 (220)에서 얻어진 채널 추정값을 이용하여 송신부 (10)의 신호복사기 (110)에 입력된 K 심볼들을 동시에 검출해 내는 장치이며, 병렬/직렬 변환기 (200)는 이를 직렬 신호로 바꾸는 장치이다.

<68> 상향링크 피드백 장치 (40)는 수신부 (20)의 고유값계산기 (220)에서 얻어진 고유값형성 벡터를 장기 피드백하며, 최선의 고유값형성 벡터의 번호를 단기 피드백하는 장치이다. 수학식 10에 의하면 모든 부반송파가 동일한 고유값형성 벡터를 공유하므로, 피드백할 때 모든 부반송파를 이용할 필요 없이 하나의 부반송파를 통해 피드백하거나 피드백 정보를 각 부반송파에 나누어 피드백하여 피드백 지연을 줄일 수 있다. 그러나 순시 채널 공분산은 부반송파에 따라 다르므로 전체 부반송파를 통해 피드백해야 한다.

<69> 이와 같이 본 발명의 제1 실시예에 따르면, 고유값형성에 필요한 공간 공분산 행렬을 모든 부반송파에서 계산할 필요 없이 하나의 부반송파에서만 구함으로 계산량을 현저히 줄일 수 있다. 또한, 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 공간 공분산 행렬을 구함으로 평균하는 시간을 줄여 채널 변화에 더욱 능동적으로 대응할 수 있다. 특히, 송신기의 고유값형성을 위한 정보를 수신기로부터 피드백받아야 하는 FDD 모드에서, 모든 부반송파의 고유값형성 벡터를 피드

백할 필요 없이 단 하나의 부반송파의 고유빔형성 벡터만 피드백하면 되므로 장기 피드백 정보량을 크게 줄일 수 있다.

<70> 도 2는 본 발명의 제2 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 나타내는 도면으로서, TDD(Time Division Duplexing) 모드에서 본 발명의 개념과 구조를 설명하기 위한 블록도이다.

<71> 도 2를 참조하면, TDD 모드는 채널 상호관계성(channel reciprocity)에 의해 채널 정보를 피드백할 필요가 없으므로 도 1에 도시한 본 발명의 실시예와는 달리 기지국 송신부에만 초점을 맞춘다.

<72> 도2에 따르면, 본 발명의 제2 실시예에 따른 OFDM 시스템은 K개의 부반송파를 갖는 MIMO-OFDM시스템의 송신부이다. 그리고, 본 발명의 실시예에 따른 송신부는 기지국 시스템에 설치된다.

<73> 도 2을 참조하면, 송신부는 (30)는 직렬/병렬 변환기(S/P변환기) (300), 신호복사기 (310), 고유빔계산기 (320), 고유모드선택기 (330), 역푸리에변환기 (340a, 340b, ..., 340L) 및 L 개의 송신 안테나 (341a, 341b ..., 341L)를 포함하고, 고유빔형성된 신호를 L개의 송신안테나를 통하여 전송한다.

<74> 송신부 (30)의 직렬/병렬 변환기 (300)는 부반송파의 개수 (K) 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 장치이며, 신호복사기 (310)는 상기된 K개의 병렬 신호 (301a, 301b, ..., 301K)를 송신안테나 수 (L) 만큼 복사하는 장치이다.

<75> 고유빔계산기 (320)는 기지국 수신부(도시되지 않음)에서 얻어진 상향링크 채널 정보를 이용하여 수학식 2에 의해 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고,

공간 공분산 행렬을 수학적 식 3과 같이 고유분할하여  $N_f$  개의 우세한 (dominant) 고유값 벡터를 구하고, 순시 채널 공분산의 고유치를 구하는 장치이다. 이 때, 순시 채널 공분산은 부반송파별로 구하고 공간 공분산 행렬은 수학적 식 10에 의해 하나의 부반송파에서만 구하거나, 혹은 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 구한다. 순시 채널 공분산은 코히어런트 시간 (coherent time) 내에 한 번씩 자주 업데이트하는 반면, 공간 공분산 행렬은 평균하는 시간이 필요하므로 평균하는 시간마다 한번씩 느리게 업데이트한다.

<76>

고유모드선택기 (330) 는 고유값계산기 (320) 에서 얻어진  $N_f$  개의 고유값형성 벡터를 입력받아 순시 채널 공분산이 업데이트될 때마다  $N_f$  개중 순시 채널 공분산의 고유치가 가장 큰 단 하나의 고유모드 선택하는 역할을 하는 장치이다. 각 역푸리에변환기 (340a, 340b, ..., 340L) 는 K개의 신호를 입력하여 하나의 OFDM 심볼을 생성해 내는 장치이며 상기 L개의 역푸리에변환기 (340a, 340b, ..., 340L) 에 의해 생성된 OFDM 심볼들은 모두 동일하다.

<77>

이상에서는 본 발명의 실시예에 대하여 설명하였으나, 본 발명은 상기한 실시예에만 한정되는 것은 아니며, 그 외의 다양한 변경이나 변형이 가능하다. 예컨대, 본 발명의 실시예에 따른 장치는 하드웨어적으로 구현될 수 있으며, 또한 소프트웨어의 형태로 구현될 수도 있다. 또한, 본 발명은 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 컴퓨터가 읽을 수 있는 코드로서 구현하는 것이 가능하다.

## 【발명의 효과】

<78>       이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따르면 고유빔형성 기술을 OFDM 시스템에 적용할 때, 고유빔형성에 필요한 공간 공분산 행렬을 모든 부반송파에서 계산할 필요없이 하나의 부반송파에서만 구함으로 계산량을 현저히 줄일 수 있거나, 혹은 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 공간 공분산 행렬을 구함으로 평균하는 시간을 줄여 채널 변화에 더욱 능동적으로 대응할 수 있다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

L 개의 송신안테나를 갖는 송신부와, M 개의 수신안테나를 갖는 수신부의 정보를 상기 송신부로 피드백하는 상향링크 피드백장치를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에 있어서,

상기 송신부는

부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 직렬/병렬 변환기;

상기 직렬/병렬 변환기에 의해 출력된 K개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 신호복사기;

상기 피드백 장치를 통해 상기 피드백된  $N_f$  개의 고유빔형성 벡터와, 상기 피드백된 각 부반송파별 최고의 고유빔형성 벡터 정보에 기초하여 각 부반송파별로 상기 신호 복사기로부터 출력된 복사 신호의 고유빔을 생성하는 고유모드 생성기; 및

상기 고유모드 생성기에 의해 출력된 신호를 입력받아 OFDM 심볼을 생성하는 다수의 역푸리에변환기를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 고유모드 생성기는

상기 상향링크 피드백장치를 통해 모든 부반송파마다 동일한 하나 이상의 고유빔형성 벡터 정보가 피드백될 때마다 미리 얻어진 하나 이상의 고유빔형성 벡터를 업데이트하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 수신부는

상기 송신부로부터 전송된 신호에 대하여 채널추정을 하여 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고,  $N_f$  개의 우세한 고유 벡터를 구하는 고유빔 계산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 4】

제3항에 있어서,

상기 고유빔 계산기는

매 심볼마다 상기 순시 채널 공분산을 부반송파별로 계산하고, 매 심볼마다 상기 공간 공분산 행렬을 하나의 부반송파에서만 구하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 5】

제3항에 있어서,

상기 고유빔 계산기는 상기 공간 공분산 행렬을 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 구하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 6】

제4항 또는 제5항에 있어서,

상기 고유빔 계산기는

코히어런트 시간 내에 상기 순시 채널 공분산의 고유치를 구하여 상기 상향링크 피드백 장치로 전송하며,

상기 공간 공분산 행렬을 고유분할하여 하나 이상의 최고의 고유빔형성 벡터를 구하여 상기 상향링크 피드백 장치로 보내는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 7】

제6항에 있어서,

상기 상향링크 피드백장치는,

상기 고유빔계산기로부터 전송된 상기 고유빔형성 벡터 정보를 상기 고유모드생성기로 상기 피드백하며,

상기 고유빔계산기로부터 전송된 우세한 고유빔형성 벡터 번호를 상기 고유모드생성기로 단기피드백하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 8】

부반송파의 개수 만큼씩 연속 입력된 심볼들을 K개의 병렬 신호로 바꾸는 직렬/병렬 변환기;

상기 직렬/병렬 변환기에 의해 출력된 K개의 병렬 신호를 송신안테나 수에 대응하는 수만큼 복사하는 신호복사기;



상향링크 채널정보를 이용하여 순시 채널 공분산과 공간 공분산 행렬을 구하고, 상기 공간 공분산 행렬을 고유분할하여  $N_f$  개의 우세한 고유값 벡터를 구하고, 순시 채널 공분산의 고유치를 구하는 고유값계산기;

상기 고유값계산기에서 얻어진  $N_f$  개의 고유값형성 벡터를 입력받아 순시 채널 공분산이 업데이트될 때마다  $N_f$  개중 순시 채널 공분산의 고유치가 가장 큰 고유모드를 선택하는 고유모드선택기; 및

상기 고유모드 생성기에 의해 출력된 신호를 입력받아 OFDM 심볼을 생성하는 다수의 역푸리에변환기를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 9】

제8항에 있어서,

상기 고유값계산기는,

상기 순시 채널 공분산을 매 심볼마다 부반송파별로 계산하고, 상기 공간 공분산 행렬을 매 심볼마다 하나의 부반송파에서만 구하거나 혹은 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 구하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 10】

제8항에 있어서,

상기 고유값 계산기는 상기 공간 공분산 행렬을 전체 부반송파의 주파수영역과 시간영역을 동시에 이용한 2차원 영역에서 구하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【청구항 11】

제9항 또는 제10항에 있어서,

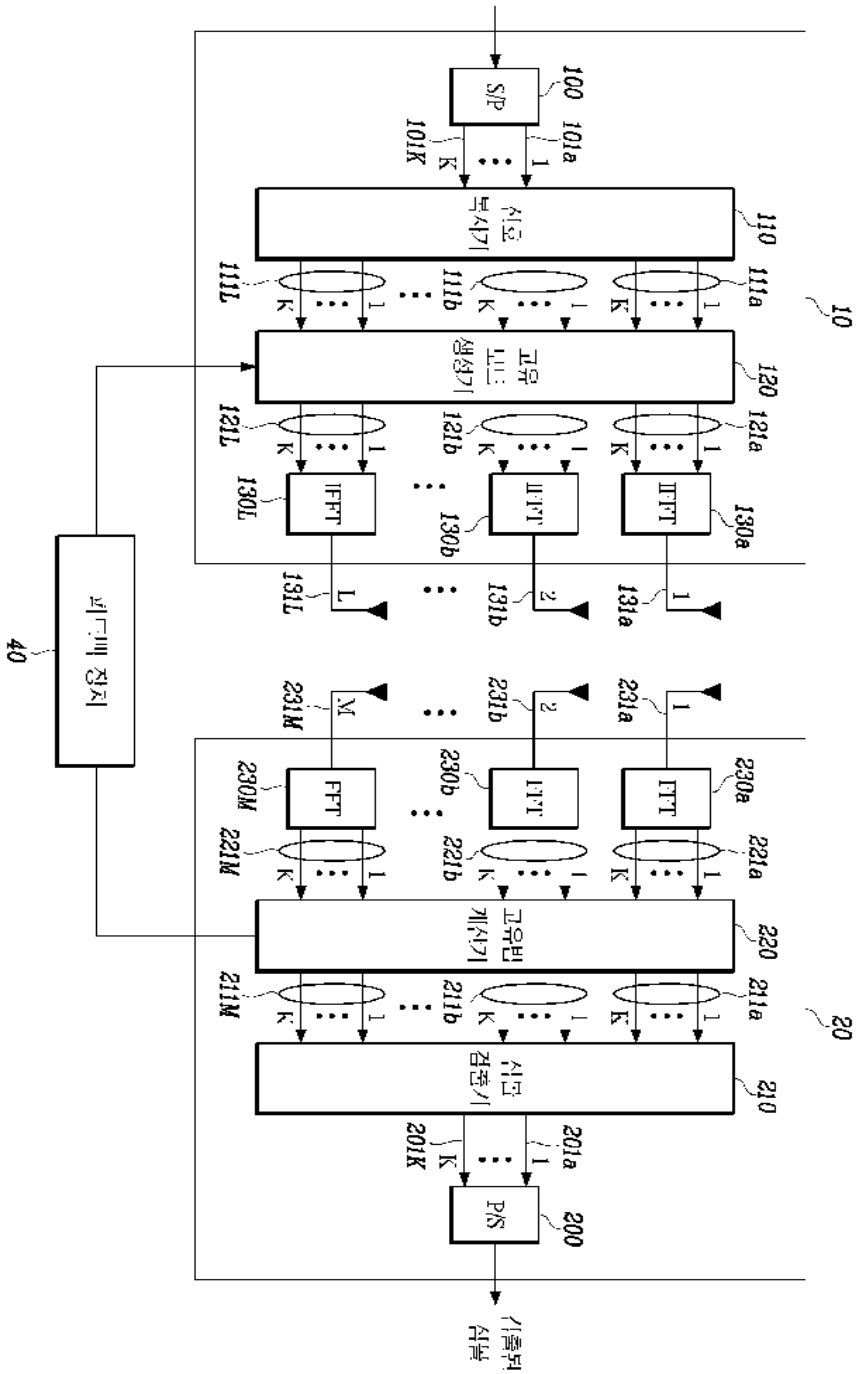
상기 고유빔 계산기는

코히어런트 시간 내에 상기 순시 채널 공분산의 고유치를 구하여 상기 고유모드 선택기로 제공하며,

상기 공간 공분산 행렬을 고유분할하여 하나 이상의 우세한 고유빔형성 벡터를 구하여 상기 고유모드 선택기로 제공하는 것을 특징으로 하는 MIMO-OFDM 시스템.

【도면】

【도 1】



【도 2】

